

(19) KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE

KOREAN PATENT ABSTRACTS

(11)Publication number: 00256606 B1
 (43)Date of publication of application: 23.02.2000

(21)Application number: 970066346
 (22)Date of filing: 05.12.1997

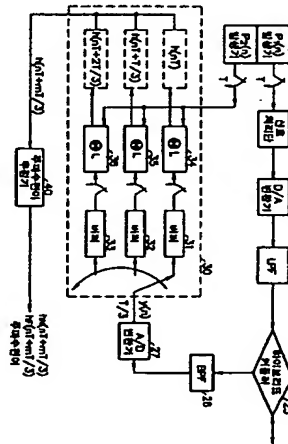
(71)Applicant: JUNG, MIN HO
 LEE, YONG HWAN
 (72)Inventor: JUNG, MIN HO
 LEE, YONG HWAN

(51)Int. Cl H04B 3/20
 H04B 3/04

(54) APPARATUS AND METHOD FOR QUICKLY INITIALIZING ECHO REMOVING UNIT USING CIRCULAR CONVOLUTION TECHNIQUE

(57) Abstract:

PURPOSE: An apparatus and a method for quickly initializing an echo removing unit using a circular convolution technique are provided to improve an initialization speed and thereby improve performance of the apparatus, by making a transmission signal and a coupling signal different from each other, and performing an initialization operation using only a real number signal through circular convolution.



CONSTITUTION: A modulator modulates a symbol to be transmitted, using a carrier wave with the same frequency as that of a transmitter. An output from the modulator is converted to a transmittable analog signal via a signal process part(22), a digital-to-analog converter(23) and a low pass filter(24). The low pass filter(24) is an analog filter for removing an image spectrum from the converted analog signal. A hybrid coupler(25) sends the analog signal output from the low pass filter(24) to an opponent modem, and receives a signal via an echo path. A band pass filter(26) filters the signal received via the echo path in order to remove a part except for the spectrum of a signal band from the received signal. An analog-to-digital converter(27) converts the output of the band pass filter(26) to a digital signal.

COPYRIGHT 2001 KIPO

Legal Status

Date of request for an examination (19971205)
 Final disposal of an application (registration)
 Date of final disposal of an application (19991206)
 Patent registration number (1002566060000)
 Date of registration (20000223)

AL

13-1

본 발명은 데이터통신장비 또는 모뎀(modem)등에 채용되는 반향제거기의 초기화방법 및 장치에 관한 것으로, 보다 상세하게는, 써큘라콘볼루션(circular convolution)기법을 이용하여 실수 훈련신호로 반향제거기를 초기화 연산하여 빠르게 초기화할 수 있도록 한 써큘라콘볼루션기법을 이용한 반향제거기의 빠른 초기화방법 및 장치에 관한 것이다.

데이터통신은 떨어진 곳에 있는 단말 사이에서 데이터를 주고 받기 위한 것으로 통신회선을 이용하여 데이터를 원거리로 전송하기 위하여 데이터모뎀을 사용한다. 공중회선에서는 전화국의 교환기를 이용하여 불특정 다수의 상대와 접속하여 데이터통신을 하는 데, 공중전화망을 이용한 음성대역 모뎀 데이터 송수신의 경로는 도 1에 나타난 바와 같다.

도 1은 전이중통신을 위한 모뎀과 전화국간의 개략적인 구성도로서, 전화국간을 연결하는 4선의 국간선로(15A, 15B) 및 모뎀과 전화국을 연결하는 2선(2-wire)의 가입자선로(Local Loop)로 구성된다. 하이브리드커플러(hybrid coupler)(11A, 11B)는 모뎀과 가입자선로간, 가입자선로와 전화국간의 4선-2선 연결을 이루는 역할을 한다. 이 하이브리드커플러(11A, 11B)에서는 임피던스 정합이 이루어져야 함이 원칙이나, 하이브리드에 걸리는 부하의 임피던스가 모뎀간의 접속경로에 따라 변하게 되므로 임피던스정합이 이루어지지 않게 되어 누설성분이 생기게 되는 데 이를 반향(echo)이라 한다.

반향에는 모뎀과 가입자 선로의 연결에서 누설되는 근반향(near echo)과 전화국의 끝단(end-office)에서 발생하는 원반향(far echo), 청취자 반향(listener echo)등이 있다. 근반향은 전력값이 상대적으로 크며, 원반향이나 청취자 반향은 크기는 상대적으로 작으나 왕복지연시간(round-trip delay)이 크고, 전화국간의 아날로그 반송기기에 의해 주파수편이에 의한 위상회전(phase-rot)이 게재될 수 있다. 이러한 반향은 송수신신호의 주파수대역과 겹칠 경우, 수신신호의 검출성능을 현저히 저하시키게 된다. 따라서, 주파수대역 효율을 떨어뜨리지 않으면서 반향에 대한 영향없이 전이중방식(full-duplex)의 통신을 위하여 반향제거기(12A, 12B)가 사용된다. 일반 공중전화망을 이용하는 V.34모뎀의 경우, 65dB 이상의 반향제거가 필요하다. 일반적인 LMS(Least Mean Square)훈련방식에 의하여 이러한 수렴성능을 얻으려면 매우 긴 훈련시간이 필요하며 모뎀의 접속시간이 길어지는 원인이 된다. 이를 해결하기 위하여 RLS(Recursive Least Square)훈련방법, 이산푸리에변환(Discrete Fourier Transform; DFT)방법, 자기상관(auto-correlation)방법등의 반향제거기 초기화기법들이 제안되었다. RLS훈련은 수렴속도는 빠르나 필요한 연산량이 매우 많고, DFT방법은 간단하게 초기화할 수 있는 반면에 고정소수점 DSP로 구현하기에 적합하지 않다는 단점이 있다. 따라서, 최근에는 자기상관을 이용한 반향경로 추정방식이 많이 사용되고 있다.

자기상관(auto-correlation)을 이용한 반향경로 추정을 위해서는 특별한 자기상관특성을 갖는 신호를 사용해야 한다.

종래의 자기상관기법을 이용한 반향제거기 초기화는, 다음 수학식 1의 초기화신호를 갖는다.

$$p(n)W_1, p(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \delta(n+jL)$$

여기서, W_1 은 주기가 L인 주기적 상관(circular correlation) 연산기호이며, $\delta(\cdot)$ 는 디랙델타(Dirac delta)함수 즉, 단위임펄스함수를 나타낸다.

송신측은 위의 수학식 1로 정의되는 초기화신호(p(n))를 전송하고, 수신측은 반향경로를 거쳐 수신되는 반향신호를 초기화신호(p(n))와 주기적 상관연산을 하여 반향경로 추정치를 구한다.

이러한 자기상관함수를 이용한 초기화에서는 다상(polyphase)신호와 Long이 제안한 신호(미국특허번호 제 4,987,569호(1991. 1. 22)의 'FAST TRAINING ECHO CANCELLER' 참조)등이 널리 사용되어지고 있다. 다상신호는 복소수신호상에서만 자기상관함수가 임펄스특성이 성립하므로, 통과대역내 나이퀴스트 반향제거기에 적용하려면 위상분리필터(phase-splitting filter)가 필요하다. 이는 필터의 성능이 반향제거기 초기화 성능에 크게 영향을 미치는 단점이 있다. 이를 보완하기 위하여, Long이 제안한 신호는 다상신호를 변형하여 실수부분만 취한 상태에서 상관을 하여도 그 결과가 주기적인 임펄스함수를 갖도록 설계되었다. 이 신호는 실수부분과 허수부분 사이의 상관함수가 임펄스가 되는 특성을 부여하여 상관 이전에 미리 위상분리필터 처리를 할 필요가 없다. 이 신호는 주기가 2L로, 수신한 반향신호와 한 주기동안 상관연산한 후 앞에서부터 L개를 취하면 반향경로를 추정할 수 있어, 최대임펄스응답길이가 L인 반향경로를 추정할 수 있다.

본 발명이 이루고자하는 기술적 과제

하지만, 위와 같은 종래 자기상관함수를 이용한 반향제거기 초기화는, 다상신호를 사용할 경우 위상분리필터가 필요하고, 이 필터의 성능에 의해 반향제거기 초기화성능이 영향을 받게 되는 단점이 있었다. 또한, 이를 보완하기 위해 제안된 Long신호를 사용할 경우, 위상분리필터가 필요없지만 추정가능한 반향경로의 임펄스응답 길이가 신호주기의 절반밖에 되지 않는 단점이 있었다. 그리고, 자기상관기법에서는 복소수 훈련신호 사용이 불가피해서 실수 훈련신호를 사용할경우에 비해 초기화에 필요한 연산량이 4배정도 증가하게 된다.

따라서, 본 발명의 목적은 전술한 문제점들을 해결하기 위하여 전송신호와 결합신호를 다르게 하여 써큘라콘볼루션(circular convolution)을 통해 실수신호만을 사용하며 초기화 연산을 함으로써 초기화 속도를 빠르게 하며 성능을 향상시킬 수 있는 반향제거기의 빠른 초기화방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 전술한 써큘라콘볼루션(circular convolution)기법을 이용한 반향제거기의 빠른 초기화방법을 구현한 장치를 제공함에 있다.

본 발명의 구성 및 작용

이와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 싸글라콘벌루션(circular convolution)기법을 이용한 반향 제거기의 빠른 초기화방법은, (1) 반향제거기 초기화를 위한 훈련신호를 미리 결정된 주기의 제 1신호로 전송하는 단계와, (2) 상기 전송되는 제 1신호를 선로상의 실제 반향경로를 거쳐 수신하는 단계와, (3) 발생되는 상기 제 1신호의 신호쌍인 제 2신호와 상기 수신되는 신호간의 싸글라콘벌루션 연산을 수행하여 근반향 및 원반향경로를 추정하는 단계와, (4) 상기 반향경로에 대한 추정결과를 통해 원반향의 주파수편이를 추정하는 단계, 및 (5) 상기 구한 반향경로에 대한 추정치와 주파수편이 추정치로 반향제거기를 초기화하는 단계를 포함한다.

본 발명의 다른 목적을 달성하기 위한 싸글라콘벌루션(circular convolution)기법을 이용한 반향제거기의 빠른 초기화장치는, 반향제거기를 구비한 모델에 있어서, 반향제거기 초기화를 위한 실수 훈련신호를 전송하는 송신단과, 상대측 모델로부터 전송되는 신호를 반향경로를 거쳐 수신하는 수신단과, 상기 수신되는 신호를 일정간격으로 표본화하여 출력하는 A/D변환기와, 상기 A/D변환기의 출력을 상기 전송되는 신호의 신호쌍으로 미리 설계된 결합신호와 싸글라콘벌루션의 연산을 수행하는 초기화부와, 상기 초기화부의 싸글라콘벌루션의 연산결과를 통해 주파수편이를 추정하며, 이를 통해 근반향 및 원반향경로를 분리 추정하는 주파수편이추정기, 및 상기 주파수편이추정기에서 출력하는 주파수편이추정치로 원반향의 주파수편이가 보상되며, 근반향경로추정치와 원반향경로추정치로 반향제거기의 근반향제거를 위한 계수와 원반향제거를 위한 계수가 초기화되는 반향제거기를 포함한다.

이하, 첨부한 도면들을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 상세히 기술하기로 한다.

도 2는 본 발명이 적용된 반향제거기를 구비한 모델의 구성도이고, 도 3은 도 2의 반향제거기(28) 초기화 장치의 구성도이다.

도 2에서, 변조기(21)는 전송단과 동일한 주파수의 반송파를 사용하여 전송하려는 심볼을 변조한다. 변조기(21)의 출력은 빔단의 송신기 및 필터로 된 신호처리단(22), D/A변환기(23), 저역통과필터(Low Pass Filter: LPF)(24)를 거치면서 채널을 통해 전송가능한 마날로그신호로 변환된다. 여기서, 저역통과필터(24)는 D/A변환후 이미지스펙트럼을 제거하기 위한 마날로그필터이다. 하이브리드커플러(25)는 모델과 가입자 선로간에 4선-2선 연결을 위한 것으로, 저역통과필터(24)에서 출력되는 마날로그신호를 상대방 모델측으로 국간선로를 통해 보내며, 반향경로를 거친 신호를 수신받는다. 대역통과필터(Band Pass Filter: BPF)(26)는 하이브리드커플러(25)를 통해 수신된 신호를 대역통과필터링시켜 수신신호에서 신호대역의 스펙트럼외의 부분을 제거하여 배경잡음의 전력감소효과를 얻기 위한 마날로그필터이다. A/D변환기(27)는 대역통과필터(26)의 출력을 디지털신호로 변환시켜 반향제거기(28)로 공급한다. A/D변환기(27)의 출력은 도 3에 나타난 바와 같은, 초기화부(30)에도 공급된다. 여기서, A/D변환기(27)의 출력은 T/3간격으로 표본화된 값으로, T는 심볼주기이다.

모델내부의 반향제거기(28)는 변조기(21)의 출력을 벌크(Bulk)타입의 지연버퍼(delay buffer)(281) 및 근 반향제거기(282)로 입력받는다. 지연버퍼(281)는 원반향의 지연시간만큼 입력을 지연시키는 버퍼이다. 근반향제거기(282)는 근반향의 경로에 해당하는 임펄스응답을 갖도록 하는 T/3구조의 다상필터이고, 원반향제거기(284)는 원반향의 경로에 해당하는 임펄스응답을 갖도록 하는 T/3구조의 다상필터이다. 주파수편이보상기(283)는 원반향에 게제될 수 있는 주파수편이에 의한 위상회전각만큼 원반향제거기(284)의 출력의 위상을 회전시킨다. 가산기(285)는 근반향제거기(282)와 원반향제거기(284)의 출력을 합하여 전체 반향의 근사치를 구한다. 다른 가산기(286)는 구한 전체반향의 근사치를 A/D변환기(27)에서 출력하는 수신신호에서 감산하여 반향성분이 제거된 신호를 수신기(미도시)로 출력한다. 반향제거기(28)의 추정된 반향경로 발생을 위한 각 구성블록의 동작은 이미 공지된 기술이므로 여기서는 구체적으로 설명하지 않는다. 이러한 반향제거기(28)의 초기화에 대해 도 3을 참조하여 설명한다.

도 3에서, 송신측 모델은 반향제거기 초기화를 위하여 실수 훈련신호인 $p_1(n)$ 신호를 전송하고, 수신측 모델은 전송되는 $p_1(n)$ 신호의 반향경로(echo path)를 거쳐 수신되는 신호와 결합하기 위한 $p_2(n)$ 신호를 미리 마련한다. 기존에는 $p_1(n)$ 과 $p_2(n)$ 두신호가 서로 같고, 그 결합연산으로 자기상관(auto-correlation)방식을 사용하였다. 이때, 전송하는 초기화신호($p_1(n)$)는 자기상관연산이 주기적인 임펄스가 되어야 한다. 그러나, 본 발명의 실시예에서는 이 두신호를 싸글라콘벌루션(circular convolution)으로 결합한 결과와 다음의 수학적 2와 같이, 주기적인 임펄스함수이기만 하면 된다.

$$p_1(n)w_L p_2(n) = \delta(n)$$

여기서, w_L 는 주기가 L인 싸글라콘벌루션의 연산기호이다.

싸글라콘벌루션이 주기적 임펄스를 갖는 서로 다른 신호쌍 $p_1(n)$ 과 $p_2(n)$ 이 존재한다고 가정하면, 위의 수학적 2는 원하는 싸글라콘벌루션특성을 얻기 위해서 송신측 전송신호 $p_1(n)$ 과 수신측의 $p_2(n)$ 신호가 다르게 설계될 수 있음을 의미한다. 기존의 자기상관기법에 의해 반향경로를 추정하려면 사용할 수 있는 실수신호가 임펄스밖에 없었으나 싸글라콘벌루션을 사용할 경우 위의 수학적 2를 만족하기만 하면 어떠한 신호쌍도 유효하다.

주기가 L인 실수신호 $p_1(n)$ 은 다음의 수학적 3과 같이 푸리에급수로 표현될 수 있다.

$$p_1(n) = \sum_{k=0}^{L-1} [A_k \cos(\frac{2\pi kn}{L}) + B_k \sin(\frac{2\pi kn}{L})]$$

위의 수학적 3를 보면, 시간축상에서의 싸글라콘벌루션은 주파수응답신호의 곱으로 표시되므로, $p_2(n)$ 신호는 $p_1(n)$ 신호의 역푸리에값으로 나타낼 수 있다. 즉, $p_1(n)$ 신호의 이산푸리에변환(DFT)값을 $P_1(k)$ 라 하

면 다음의 수학적 식 3로 주어진다.

$$p_2(n) = \text{IDFT} \left\{ \frac{1}{P_1(k)} \right\}$$

여기서, A, B는 푸리에계수들이고, IDFT는 역DFT를 의미한다. 수학적 식 3으로 정의되는 $p_1(n)$ 신호를 구성하는 L개의 푸리에계수를 결정하는 데에는 추가적으로 고려할 조건이 필요하다. 일례로서, 다주기 합성 구형파와 실수 첨(chirp)신호중에서 사용한다.

신호의 첨두치 대 평균치 비율(Peak-to-average ratio; PAR)이 작을수록 송신에 유리하며, 또 신호를 간단히 발생시킬 수 있도록 하는 것이 바람직하다. 이러한 점을 감안하여 구형파를 이용한 혼련신호 설계를 고려한다. 구형파신호는 정해진 두 신호값을 교대로 출력하기만 하면 되므로 신호발생에서의 연산 부담이 전혀 없으며, PAR이 최소값인 1.00이어서 고정소수점 DSP를 이용하여 실장할 때 신호의 해상도를 높일 수 있는 장점이 있다.

주기가 L인 구형파(s(n))의 주파수특성은 싱크(sync)함수와 유사한 형태가 되며, 이를 초기화신호($p_1(n)$)로 사용하면 그 구형파(s(n))의 주파수응답이 영(null)이 되는 주파수들이 발생하므로 이러한 주파수들에서 신호쌍인 $p_2(n)$ 의 주파수응답이 매우 커지게 된다. 따라서, 수신측에서 $p_2(n)$ 신호와 싸글라코브루션할 때에 반향신호에 부가된 백색잡음이 초기화신호($p_1(n)$)의 영(null) 주파수부근에서 증폭되어 잡음증폭 현상(noise enhancement)이 심하게 발생하게 되어 초기화성능을 저하시킬 수 있다.

미와 같은 단일 구형파의 단점은 앞의 첨신호처럼, 서로 다른 주기의 주기신호들을 합성시켜 해결할 수 있다. 신호발생의 간결성을 유지하면서 주파수 합성의 효과를 얻기 위하여, 본 발명의 실시예에서는 구형파의 주기를 선택적으로 변환시켜가면서 신호구간내에서 연결시키도록 한다. 초기화신호($p_1(n)$)를 발생시키기 위해서, 먼저 [1, -1]값을 갖는 구형파로 시작하며, 이에 [1, 1, -1, -1]값의 구형파를 연결시키고 이어서 연결할 구형파는 [1, 1, 1, -1, -1, -1]이 된다. 미와 같은 방식으로 계속해서 연결하는 구형파의 주기를 선택적으로 증가시키고, 신호구간의 남은 길이가 구형파를 더 이상 연결할 만하지 않을 때는 '0'값을 채워 넣는다.

이 방법에 의하면 여러주기의 파형이 중첩된 효과를 얻어 비교적 고른 주파수스펙트럼을 얻을 수 있으며 영점이 생기는 문제도 상당부분 극복할 수 있다. 이렇게 발생시킨 초기화신호($p_1(n)$)와 그의 신호쌍($p_2(n)$)의 시간축 응답은 도 4와 같다. 도 4는 다주기 합성 구형파 사용시 초기화신호($p_1(n)$)와 그의 신호쌍($p_2(n)$)의 시간축 응답으로, 실선이 초기화신호($p_1(n)$)이고 점선이 신호쌍신호($p_2(n)$)를 나타낸다.

혼련신호를 사용하여 반향제거기(28)를 초기화할 때 발생할 수 있는 잡음증폭을 완전히 없애기 위해서는 혼련신호의 전력스펙트럼이 상수가 되어야 한다. 기존의 다상신호와 Long신호는 이러한 특성을 가지고 있는 복소수상에서의 첨신호이다. 본 발명의 실시예에서는 복소수인 다상신호의 실수부만 취한 실수 첨신호를 실수혼련신호 설계의 한예로서 제안하는 데, 그 발생식은 다음의 수학적 식 5와 같이 주어질 수 있다.

$$p_1(n) = \sin\left(\frac{M\pi n^2}{L}\right)$$

여기서, L은 신호의 주기이며, M은 실수첨신호의 주파수특성을 결정짓는 조정변수이다. 복소수 첨신호의 경우에는 위의 수학적 식 5의 M값이 주기 L과 서로 소인 정수이지만 하면 주파수응답이 평탄한 성질을 얻을 수 있었지만, 실수 첨신호의 경우에는 M값의 적절한 설정이 요구된다.

실수 첨신호의 경우 정수의 M값은 한 주기동안의 신호의 주파수변화 반복회수를 결정짓는다. 즉, M값과 (L-M)값중에 작은 값을 취한 것의 2배를 한 것이 바로 주파수특성 반복의 빈도가 되므로, M값이 정수이면 주파수변화가 여러번 한 주기안에 나타날 수 있게 되어 주파수응답상에서 영점들이 생긴다. 따라서, 원하는 실수 첨신호를 얻기 위해서는 M값이 정수가 아닌 (0,1)구간 또는 (L-1,L)구간의 소수값을 가져야 한다. 예나 아니 가파른 값에서는 주파수응답이 평탄하지 않고, 1이나 L-1에 가까운 값에서는 영점들이 나타난다. 따라서, 설정할 수 있는 최적의 M값은 0.5 또는 L-0.5가 되며, 이를 사용하므로써 관심주파수대역에서 전력 스펙트럼값이 일정한 혼련신호를 발생시킬 수 있다.

M값을 L-0.5로 설정하여 발생시킨 실수 첨신호를 반향제거기 초기화신호($p_1(n)$)로 채택할 경우 도 5에서 보듯이 첨인 $p_1(n)$ 신호의 전폭 크기가 주파수가 높을 때 상수가 아닌 것처럼 보이는 것은 표본화에 의한 영향 때문이다. 이렇게 발생시킨 $p_1(n)$ 신호의 주파수특성은 양끝부분을 제외한 나머지 주파수대역에서 상수이다. 그러나, 이 양 끝부분은 실제로 신호가 존재하지 않는 대역이므로 초기화성능에 영향을 미치지 않는다. 한편, 첨신호의 PAR은 약 2.1로서 기존의 다상신호 및 Long이 제안한 신호와 비슷한 값이다. $p_1(n)$ 신호와 그의 신호쌍인 $p_2(n)$ 신호의 시간축 응답은 도 5와 같다. 여기서, 실선은 $p_1(n)$ 점선은 $p_2(n)$ 를 나타낸다.

원반향에 주파수편이에 의한 위상회전(phase-rot)이 있는 경우에는 싸글라코브루션결과가 시간에 따라 변하기 때문에, 싸글라코브루션결과를 가지고 원반향의 주파수편이를 알아내어 원반향경로의 임펄스응답을 구하고, 추정된 주파수편이로 위상동기루프(Phase-Locked Loop; PLL)를 초기화하는 과정이 필요하다. 여기서, PLL은 원반향의 주파수편이를 모델링하기 위하여 원반향제거기(28)에 부가된다. 본 발명의 실시예에서 제안한 신호를 사용하면 주파수편이를 추정하는 데 있어서 기존의 복소수신호를 사용하는 경우와 다르다. 실수 초기화신호를 실수의 임펄스응답을 갖는 미지경로에 전송하면, 그 출력은 다음의 수학적

식 6으로 표시될 수 있다.

$$y(n) = p_1(n)W[h_N(n) + h_F(n)\cos((k-1)\theta + \beta)] \quad k=1,2,\dots,M$$

여기서, $h_N(n)$ 과 $h_F(n)$ 은 모두 미지경로의 근반향경로성분과 원반향경로성분이며, θ 는 한주기동안 회전하는 주파수편이에 의한 위상회전각, β 는 주파수편이의 초기위상이며 k 는 싸글라콘벌루션을 한 주기의 순서를 나타낸다.

이 $y(n)$ 를 $p_1(n)$ 과 신호쌍이 되는 신호로 싸글라콘벌루션하면 위 식의 대괄호안의 항을 얻을 수 있다. 이를 보면, 기존의 복소수초기화신호를 사용하는 경우에 나타났던 지수함수 대신에 이 함수의 실수부분인 코사인함수가 나타나는 것을 알 수 있다. 원반향에 위상회전이 있는 경우의 반향제거기 초기화는 인터리빙알고리즘을 적용해 근반향과 원반향이 겹쳐지지 않는 일반적인 경우와 원반향의 지연시간이 매우 짧아 근반향과 겹쳐지는 경우로 나눌 수 있다.

도 6은 근반향과 원반향이 겹쳐지지 않는 경우의 싸글라콘벌루션결과를 도시한 것이다. 주파수편이의 추정을 위해서는 적어도 3주기동안 싸글라콘벌루션한 결과가 필요하다. 각 싸글라콘벌루션결과는 앞서 언급한 수학식 6의 대괄호 안에 있는 식으로 표현된다. 첫번째 싸글라콘벌루션중의 원반향성분과 세번째 싸글라콘벌루션중의 원반향성분을 더하면 두번째 싸글라콘벌루션중의 원반향성분에 비례하는 식이 된다. 이를 두번째 싸글라콘벌루션중의 원반향성분으로 나누면 주파수편이의 추정값을 얻을 수 있다. 즉, 다음의 수학식 7과 같이 주파수편이에 의한 위상회전각에 대한 코사인(cosine)값을 추정할 수 있다.

$$h_F(n)\cos\beta + h_F(n)\cos(2\theta + \beta) = 2h_F(n)\cos(\theta + \beta)\cos\theta$$

$$\frac{2h_F(n)\cos(\theta + \beta)\cos\theta}{h_F(n)\cos(\theta + \beta)} = 2\cos\theta$$

모델접속시에 원반향에 나타나는 주파수편이는 통상 최대 2kHz내이므로, 주파수편이에 의하여 한 신호주기동안 돌아가는 각도인 θ 크기의 절대값은 심볼율이 3200/초이고 신호의 주기가 350심볼주기 이하일 때(일반적으로 100주기 이하임), 90도를 넘지 않는다. 따라서, 회전각도의 코사인(cosine)값을 알면 주파수편이의 한주기간 회전각도의 절대값을 알 수 있다. 한편, 위상회전의 부호는 다음과 같은 방법으로 추정한다.

V.34모뎀의 접속과정에서, 반향제거기 초기화 이전에 호출모뎀과 응답모뎀간의 채널특성을 미리 측정하여 최적의 심볼율과 반송주파수 및 대역폭을 구하는 선로특성측정과정(Line Probing)이 있다. 이때 채널의 편도경로에서 발생하는 주파수편이를 구하고, 이를 보상하는 알고리즘이 있다. 원반향의 주파수편이는 채널의 왕복경로에서 발생하는 주파수편이이므로, 선로특성과정중 호출모뎀측에서 구한 주파수편이에서 응답모뎀측에서 구한 주파수편이를 뺀값으로 할 수 있다. 이 값의 부호로써 원반향 주파수편이에 대한 부호 불확실성을 해결할 수 있다. 만일 이상황에서 호출모뎀과 응답모뎀중 V.34급이 아닌 모뎀이 있는 경우에는 선로특성과정에서 없으므로, 주파수편이의 부호 불확실성이 계속하여 남아 있게 된다. 그래서, 본 발명의 실시예에서 제안한 초기화신호는 V.34급 이상의 모뎀에서 사용한다.

이와 같은 주파수편이의 크기와 부호를 계산하여 주파수편이의 값을 추정한 후, 먼저 이값으로 원반향제거기(284)에 부가되어 있는 PLL(미도시)를 초기화한다. 다음의 세 연립방정식의 해를 구하여 근반향경로와 원반향경로에 대한 분리 추정을 할 수 있다.

$$k\text{번째 원반향성분} = h_F(n)\cos[(k-1)\theta + \beta], \quad k=1,2,3$$

이 세 연립방정식에 이미 알고 있는 위상회전각(θ)을 대입하여 원반향경로($h_F(n)$)와 초기위상(β)을 구한다. 이 세 방정식을 만족하는 해가 유일하다는 것을 증명할 수 있으므로, 근반향경로와 원반향경로를 정확히 분리 추정할 수 있게 된다. 주파수편이와 초기위상(β) 및 원반향경로($h_F(n)$)의 값을 찾아낸 다음에는, 다음의 수학식 9와 같은 순서로 근/원반향경로의 임펄스응답을 분리 추정한다.

$$h_N(n) = \text{conv}_{(3)} - h_F(n)\cos(2\theta + \beta)$$

$$h_F(n)e^{j(2\theta + \beta)} = h_F(n)[\cos(2\theta + \beta) + j\sin(2\theta + \beta)]$$

여기서, $\text{conv}_{(3)}$ 는 3번째 주기에서 수신반향을 싸글라콘벌루션한 결과를 의미한다.

도 7은 원반향의 지연시간이 매우 짧아서 근반향과 원반향이 겹쳐지는 경우에 대한 싸글라콘벌루션결과와 예시도이다. 이 경우 주파수편이를 추정하기 위해서는, 모두 4주기의 싸글라콘벌루션결과가 필요하다. 근반향경로와 원반향경로가 겹쳐있기 때문에 원반향에만 관계된 성분인 주파수편이를 추정하기 위한 정보를 얻기 위해서는 근반향경로가 제거된 수식들이 필요하다. 그중 네번째 싸글라콘벌루션에서 첫번째 싸글라콘벌루션을 빼면 근반향경로는 없어지고 주파수편이에 의해 회전한 각도에 관계된 수식이 얻어진다. 또한, 세번째 싸글라콘벌루션에서 두번째 싸글라콘벌루션을 뺀 것도 근반향경로의 성분이 없어져 이 역시

주파수편이에 의하여 회전한 각도에 관계된 수식이 얻어진다. 이는 다음의 수학식 10과 같다.

$$h_F(n)\cos(3\theta+\beta)-h_F(n)\cos\beta=-2h_F(n)\sin(\frac{3}{2}\theta+\beta)\sin(\frac{3}{2}\theta)$$

$$h_F(n)\cos(2\theta+\beta)-h_F(n)\cos(\theta+\beta)=-2h_F(n)\sin(\frac{3}{2}\theta+\beta)\sin(\frac{\theta}{2})$$

위의 수학식 10에 나타난 두 식을 서로 나누면, 다음의 수학식 11과 같이 주파수편이에 대한 코사인(cosine)값을 알 수 있다.

$$\frac{-2h_F(n)\sin(\frac{3}{2}\theta+\beta)\sin(\frac{3}{2}\theta)}{-2h_F(n)\sin(\frac{3}{2}\theta+\beta)\sin(\frac{\theta}{2})}=1+2\cos\theta$$

여기에서 주파수편이의 부호에 대한 불확실성은 두 방향이 겹치지 않는 경우와 마찬가지로 선로특성 측정 과정에서 측정하는 편도경로 주파수편이값들을 통하여 해결할 수 있다. 계속하여 원반향경로와 근반향경로를 분리 추정하려면, 다음의 수학식 12로 주어지는 연립방정식의 해가 적절한 지 검증하면 된다.

$$\text{conv}_{(k-1)}-\text{conv}_{(k)}=2h_F(n)\sin(\frac{(2k-1)\theta}{2}+\beta)\sin(\frac{\theta}{2}), k=1,2,3$$

위의 수학식 12의 연립방정식 해의 유일성여부도 보장된다. 주파수편이와 초기위상 β 및 원반향경로 $h_F(n)$ 의 값을 찾아낸 다음에는 다음의 수학식 13과 같은 순서로 근/원반향경로의 임펄스응답을 분리 추정한다.

$$h_N(n)=\text{conv}_{(k)}-h_F(n)\cos(3\theta+\beta)$$

$$h_F(n)e^{j(3\theta+\beta)}=h_F(n)[\cos(3\theta+\beta)+j\sin(3\theta+\beta)]$$

이와 같은 방법에 의하여 원반향에 주파수편이가 있는 경우에, 주파수편이를 추정하고, 근반향경로와 원반향경로를 분리 추정하므로써 반향제거기 초기화를 수행한다.

위의 설명을 다시 정리하면, 반향제거기를 초기화하기 위해 먼저 원반향의 지연시간에 따라 신호의 전송 주기를 미리 결정하여야 한다. 또한, 원반향에 주파수편이가 존재하는 경우에는 싸글라콘벌루선뿐만 아니라 보다 복잡한 초기화방법이 필요하다. 즉, 초기화신호를 전송하기 전에 먼저 신호의 주기를 인터리빙알고리즘에 의하여 구한다. 인터리빙알고리즘은 수신하는 근반향과 원반향이 겹쳐지지 않도록 송신할 초기화신호의 주기를 적절히 조절한다. 이렇게 신호주기가 결정되면, 수신하는 근반향과 원반향이 겹쳐지지 않으므로 근반향경로와 원반향경로를 따로 추정할 수 있다. 그리고, 주파수편이의 추정오차에 근반향경로의 추정이 영향을 받지 않으므로 전체적인 초기화성능에 있어서도 이득을 얻게 된다.

한편, 송신측으로부터 전송되는 $p_1(n)$ 신호는 반향경로를 거친 후, A/D변환기(27)에서 T/3간격으로 표본화된 값 $y(n)$ 을 출력한다. 초기화부(30)는 A/D변환기(27)의 출력($y(n)$)을 $p_1(n)$ 신호의 신호쌍인 $p_2(n)$ 신호와 싸글라콘벌루선연산하여 반향경로를 추정한다. 좀더 구체적으로 설명하면, A/D변환기(27)의 출력($y(n)$)은 시분할다중화(time division multiplexing)방식에 따라 초기화부(30)내 3개의 버퍼(31~33)에 순차적으로 입력된다. 각 버퍼(31~33)의 입력데이터간에 시간간격은 심볼주기 T가 된다. 싸글라콘벌루선기(34~36)들은 각각 대응되게 연결된 버퍼(31~33)에 저장된 데이터와 발생된 $p_2(n)$ 신호를 주기가 1인 싸글라콘벌루선연산을 한다. 싸글라콘벌루선기(34~36)는 연산결과 다음의 수학식 14와 같은 값을 각각 출력한다.

$$y(nT+mT/3)=p_1(nT)Wh(nT+mT/3)$$

$$\hat{h}(nT+mT/3)=y(nT+mT/3)W/p_2(nT)=h(nT+mT/3)$$

$$n=1,2,0,1, m=0,1,2$$

원반향에 주파수편이가 있는 경우에는 싸글라콘벌루선결과가 시간에 따라 변하기 때문에, 싸글라콘벌루선결과를 가지고 원반향의 주파수편이를 알아내어 원반향경로의 임펄스응답을 구하고, 추정된 주파수편이로 반향제거기(28)내의 주파수편이보상기(283) 내부의 PLL(미도시)를 초기화해야 한다. 즉, 주파수편이추정기(40)는 초기화부(30)의 출력의 반향경로에 대한 추정결과를 이용하여 원반향의 주파수편이를 구한다. 주파수편이추정기(40)는 또한, 원반향경로의 임펄스응답과 근반향경로의 임펄스응답을 분리하여 추정한다. 이에 대해서는 앞서 수학식 7부터 수학식 13까지를 통해 설명하였다. 이렇게 구한 원/근반향경로에 대한 추정치($h_r(nT+mT/3)$, $h_n(nT+mT/3)$)는 반향제거기(28)의 근반향제거기(281)와 원반향제거기(284)로 공급되며, 근반향제거기(281)와 원반향제거기(284)의 계수 초기화에 사용된다. 그리고, 주파수편이 추정치는 반향제거기(28)의 주파수편이보상기(283)로 공급되며 주파수편이보상기(283)내의 PLL(미도시)를 초기화시킨다. 여기서, 근반향제거기(281)와 원반향제거기(284)는 모두 T간격의 계수를 갖는 세 개의 반향제거기들로 이루어져, 초기화부(30)의 3개 버퍼(31~33)에 의한 T간격의 반향경로 추정치가 각각의 반향제거기의 계수로 초기화된다. 초기화이후에는 LMS등의 방식으로 반향제거기를 훈련시켜 정상상태에 도

달하게 한다.

발명의 효과

상술한 바와 같이, 본 발명의 씨글라콘벌루션(circular convolution)기법을 이용한 반향제거기의 빠른 초기화방법 및 장치는, 복소수 혼련신호를 통해 자기상관함수를 사용하여 초기화하는 종래의 방법 대신 전송신호와 결합신호를 다르게 하여 씨글라콘벌루션을 이용하여 초기화하므로, 실수부를 혼련신호로 사용할 수 있어 연산량을 감소시킬 수 있고, 초기화속도를 빠르게 할 수 있어 초기화 성능을 향상시킬 수 있는 효과를 갖는다.

(5) 청구의 범위

청구항 1. 반향제거기의 초기화방법에 있어서,

- (1) 반향제거기 초기화를 위한 혼련신호를 미리 결정된 주기의 제 1신호로 전송하는 단계;
- (2) 상기 전송되는 제 1신호를 선로상의 실제 반향경로를 거쳐 수신하는 단계;
- (3) 발생하는 상기 제 1신호의 신호쌍인 제 2신호와 상기 수신되는 신호간의 씨글라콘벌루션(circular convolution) 연산을 수행하여 근반향 및 원반향경로를 추정하는 단계; 및
- (4) 상기 반향경로에 대한 추정결과를 통해 원반향의 주파수편이를 추정하는 단계; 및
- (5) 상기 구한 반향경로에 대한 추정치와 주파수편이 추정치로 반향제거기를 초기화하는 단계를 포함하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 2. 제 1항에 있어서, 반향제거기 초기화시에 전송하는 상기 제 1신호($p_1(n)$)와 그 신호쌍인 상기 제 2신호($p_2(n)$)는 다음 수식의 관계를 가지도록 설계되는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

$$p_2(n) = IDFT \left\{ \frac{1}{P_1(k)} \right\}$$

여기서, $P_1(k)$ 는 전송하는 신호($p_1(n)$)의 이산푸리에변환(DFT)이며, IDFT는 역이산푸리에변환을 나타낸다.

청구항 3. 제 2항에 있어서, 제 (1) 단계의 전송하는 상기 초기화신호($p_1(n)$)는 근반향경로와 원반향경로가 겹쳐지지 않도록 그 주기가 미리 결정되는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 4. 제 3항에 있어서, 상기 초기화신호($p_1(n)$)는 다음의 수식을 만족하는 주기(L)의 실수신호로 설계되는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

$$p_1(n) = \sum_{k=0}^{L/2-1} [A_k \cos\left(\frac{2\pi kn}{L}\right) + B_k \sin\left(\frac{2\pi kn}{L}\right)]$$

여기서, A_k , B_k 는 푸리에계수들이다.

청구항 5. 제 4항에 있어서, 상기 실수 초기화신호는 그 주기가 추정하고자 하는 반향경로의 임펄스 응답 길이보다 긴 것을 특징으로 하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 6. 제 5항에 있어서, 상기 실수 초기화신호는 첨두치 대 평균치 비율(PAR)이 1인 구형파의 다주기 합성된 신호인 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 7. 제 6항에 있어서, 상기 다주기 합성 구형파로 된 초기화신호는 [1, -1]의 주기를 갖는 구형파로 시작되며, 이에 주기가 선형적으로 증가되는 구형파가 연결되는 신호로, 신호구간의 남은 길이가 구형파를 더 이상 연결할 만하지 않을 때는 '0'값으로 채워져 발생하는 것을 특징으로 하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 8. 제 5항에 있어서, 상기 실수 초기화신호는 다상신호의 실수부만을 취한 실수칩(chirp)신호인 것을 특징으로 하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 9. 제 8항에 있어서, 상기 실수 칩신호로 된 초기화신호($p_1(n)$)는 다음의 수식을 만족하도록 발생하는 것을 특징으로 하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

$$p_1(n) = \sin\left(\frac{M\pi n^2}{L}\right)$$

여기서, L은 신호의 주기이며, M은 실수칩(chirp)신호의 주파수특성을 결정짓는 조정변수이다.

청구항 10. 제 8항에 있어서, 상기 실수 칩신호로 된 초기화신호($p_1(n)$)는 다음의 수식을 만족하도록 발생하는 것을 특징으로 하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

$$p_1(n) = \cos\left(\frac{M\pi n^2}{L}\right)$$

여기서, L은 신호의 주기이며, M은 실수칩(chirp)신호의 주파수특성을 결정짓는 조정변수이다.

청구항 11. 제 9항 또는 제 10항에 있어서, 상기 실수첨신호의 주파수특성을 결정짓는 변수(M)값은, 0.5와 1-0.5중 어느 하나로 결정하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 12. 제 1항에 있어서, 상기 제 (4) 단계는 써글라곤벌루션의 연산결과, 원반향경로가 근반향경로와 겹치지 않는 경우, 적어도 3주기동안 써글라곤벌루션한 결과중 첫번째와 세번째 결과의 원반향성분을 서로 더하면 두번째 결과의 원반향성분에 비례하므로 이를 두번째 결과의 원반향성분으로 나누어 주파수편이의 추정값을 얻으며, 이는 다음의 수식으로 정의되는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

$$h_F(n)\cos\beta + h_F(n)\cos(2\theta+\beta) = 2h_F(n)\cos(\theta+\beta)\cos\theta$$

$$\frac{2h_F(n)\cos(\theta+\beta)\cos\theta}{h_F(n)\cos(\theta+\beta)} = 2\cos\theta$$

여기서, $h_F(n)$ 은 원반향경로성분이며, θ 는 한주기동안 회전하는 주파수편이에 의한 위상회전각, β 는 주파수편이의 초기위상이다.

청구항 13. 제 12항에 있어서, 상기 제 (5) 단계는 상기 주파수편이의 추정값($\cos\theta$)을 이용하여 원반향의 주파수편이를 모델링하기 위한 위상동기루프(PLL)를 초기화하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 14. 제 12항에 있어서, 상기 주파수편이의 추정값($\cos\theta$)으로부터 주파수편이에 의한 위상회전각(θ)을 얻어낼 때 부호(sign)의 불확실성을 해결하기 위하여, V.34 모델의 선로특성측정과정에 기정의되어 있는 편도방향 주파수편이 측정기능을 이용하여 위상회전각(θ)의 부호를 결정하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 15. 제 14항에 있어서, 원반향의 주파수편이는 왕복방향의 주파수편이이므로, 상기 선로특성측정과정에서 호출모델과 응답모델에서 구한 편도방향의 주파수편이값을 서로 빼주어 그 부호를 추정하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 16. 제 15항에 있어서, 상기 주파수편이에 의한 위상회전각(θ)이 구해지면, 근반향($h_r(n)$) 및 원반향경로($h_F(n)$)에 대한 추정은 다음의 수식으로부터 얻어지는 것을 특징으로 하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

$$k\text{번째 원반향성분} = h_F(n)\cos[(k-1)\theta+\beta], k=1,2,3$$

$$h_N(n) = \text{conv}_{(3)} - h_F(n)\cos(2\theta+\beta)$$

$$h_F(n)e^{j(2\theta+\beta)} = h_F(n)[\cos(2\theta+\beta) + j\sin(2\theta+\beta)]$$

여기서, $\text{conv}_{(k)}$ 는 k번째 주기에서 수신반향을 써글라곤벌루션한 결과이다.

청구항 17. 제 1항에 있어서, 상기 제 (4) 단계는 원반향의 왕복지연시간이 짧아서 써글라곤벌루션의 연산결과, 원반향경로와 근반향경로가 겹치는 경우, 적어도 4주기동안의 써글라곤벌루션한 결과중 네번째에서 첫번째 결과를 빼고, 세번째에서 두번째 결과를 빼면 서로 비례하므로 이를 서로 나누어 주파수편이의 추정값을 얻으며, 이는 다음의 수식으로 정의되는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

$$h_F(n)\cos(3\theta+\beta) - h_F(n)\cos\beta = -2h_F(n)\sin\left(\frac{3}{2}\theta+\beta\right)\sin\left(\frac{3}{2}\theta\right)$$

$$h_F(n)\cos(2\theta+\beta) - h_F(n)\cos(\theta+\beta) = -2h_F(n)\sin\left(\frac{3}{2}\theta+\beta\right)\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)$$

$$\frac{-2h_F(n)\sin\left(\frac{3}{2}\theta+\beta\right)\sin\frac{3}{2}\theta}{-2h_F(n)\sin\left(\frac{3}{2}\theta+\beta\right)\sin\frac{\theta}{2}} = 1+2\cos\theta$$

$$\therefore \frac{-2h_F(n)\sin\left(\frac{3}{2}\theta+\beta\right)\sin\frac{3}{2}\theta}{-2h_F(n)\sin\left(\frac{3}{2}\theta+\beta\right)\sin\frac{\theta}{2}} = 1+2\cos\theta$$

청구항 18. 제 17항에 있어서, 상기 제 (5) 단계는 상기 주파수편이의 추정값을 이용하여 원반향의 주파수편이를 모델링하기 위한 위상동기루프(PLL)를 초기화하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 19. 제 18항에 있어서, 상기 주파수편이의 추정값으로부터 주파수편이에 의한 위상회전각(θ)을 얻어낼 때 부호(sign)의 불확실성을 해결하기 위하여, V.34 모델의 선로특성측정과정에 기정의되어 있는 편도방향 주파수편이 측정기능을 이용하여 위상회전각(θ)의 부호를 결정하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 20. 제 19항에 있어서, 상기 주파수편이에 의한 위상회전각(θ)이 구해지면, 다음의 수식에 의하여 원반향경로($h_F(n)$)와 근반향경로($h_r(n)$)를 분리추정하는 것을 특징으로 하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

기화방법.

$$\text{conv}_{(k-1)} - \text{conv}_{(k)} = 2h_F(n) \sin\left(\frac{(2k-1)\theta}{2} + \beta\right) \sin\left(\frac{\theta}{2}\right), \quad k=1,2,3$$

$$h_N(n) = \text{conv}_{(k)} - h_F(n) \cos(3\theta + \beta)$$

$$h_F(n) e^{j(3\theta + \beta)} = h_F(n) [\cos(3\theta + \beta) + j \sin(3\theta + \beta)]$$

여기서, $\text{conv}_{(k)}$ 는 k번째 주기에서 수신된 반향신호를 써클라콘벌루션한 결과이다.

청구항 21. 제 16항 또는 제 20항에 있어서, 상기 제 (5) 단계는 상기 추정된 원반향경로의 추정치로 상기 반향제거기내의 원반향제거기를 위한 계수를 초기화하는 것을 특징으로 하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 22. 제 16항 또는 제 20항에 있어서, 상기 제 (5) 단계는 상기 추정된 근반향경로의 추정치로 상기 반향제거기내의 근반향제거기를 위한 계수를 초기화하는 것을 특징으로 하는 반향제거기의 빠른 초기화방법.

청구항 23. 반향제거기를 구비한 모델에 있어서,

반향제거기 초기화를 위한 실수 훈련신호를 전송하는 송신단;

상대측 모델로부터 전송되는 신호를 반향경로를 거쳐 수신하는 수신단;

상기 수신되는 신호를 일정간격으로 표본화하여 출력하는 A/D변환기;

상기 A/D변환기의 출력을 상기 전송되는 신호의 신호쌍으로 미리 설계된 결합신호와 써클라콘벌루션(circular convolution)의 연산을 수행하는 초기화부;

상기 초기화부의 써클라콘벌루션의 연산결과를 통해 주파수편미를 추정하며, 이를 통해 근반향 및 원반향 경로를 분리 추정하는 주파수편미추정기; 및

상기 주파수편미추정기에서 출력하는 주파수편미추정치로 원반향의 주파수편미가 보상되며, 근반향경로 추정치와 원반향경로추정치로 반향제거기의 근반향제거를 위한 계수와 원반향제거를 위한 계수가 초기화되는 반향제거기를 포함하는 반향제거기의 빠른 초기화장치.

청구항 24. 제 23항에 있어서, 상기 초기화부는

상기 A/D변환기로부터 인가되는 T/3(T는 심볼주기)간격으로 표본화된 값을 순차적으로 입력받아 저장하는 세개의 버퍼; 및

상기 세개의 버퍼에 대응되게 연결되며, 상기 전송되는 신호의 신호쌍으로 미리 설계된 결합신호를 상기 버퍼의 각 출력과 써클라콘벌루션의 연산을 수행하는 세개의 써클라콘벌루션기를 구비하며,

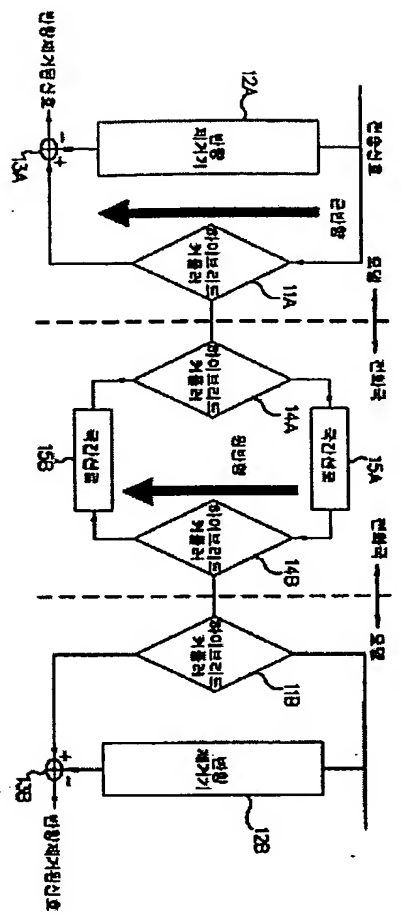
상기 결합신호($p_2(n)$)는 상기 전송되는 신호($p_1(n)$)와 다음과 같은 관계를 가지도록 설계된 것을 특징으로 하는 반향제거기의 빠른 초기화장치.

$$p_2(n) = \text{IDFT} \left\{ \frac{1}{P_1(k)} \right\}$$

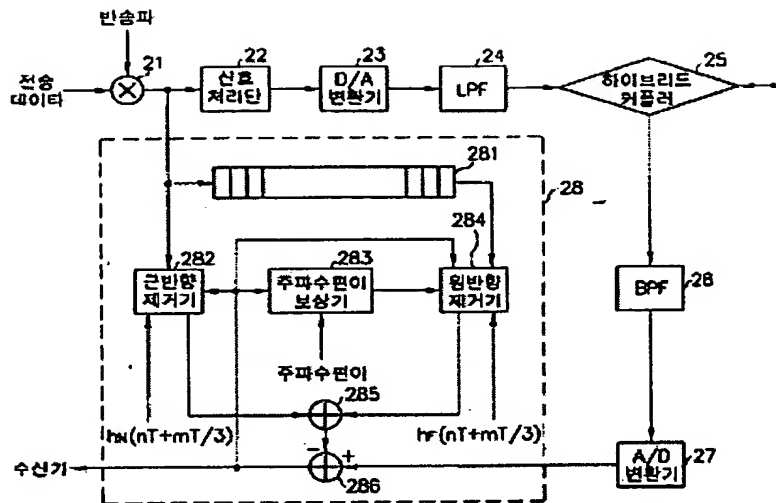
여기서, $P_1(k)$ 는 전송하는 신호($p_1(n)$)의 이산푸리에변환(DFT)이며, IDFT는 역이산푸리에변환을 나타낸다.

도면

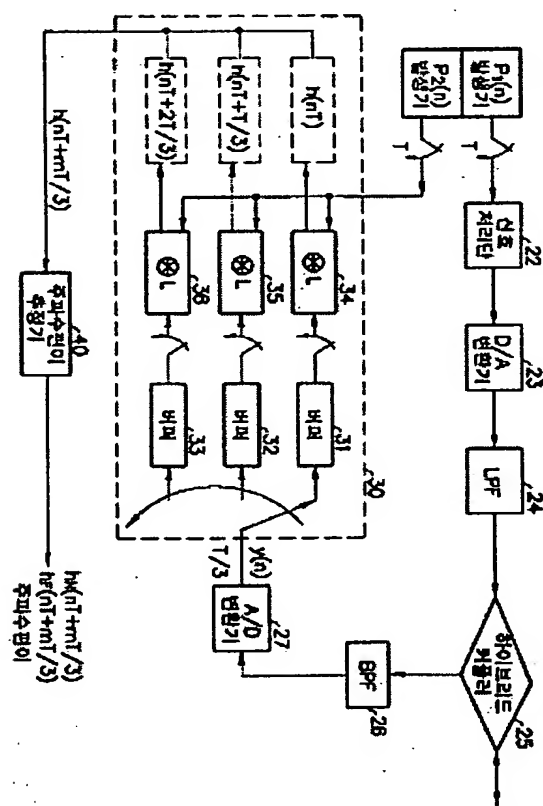
도면



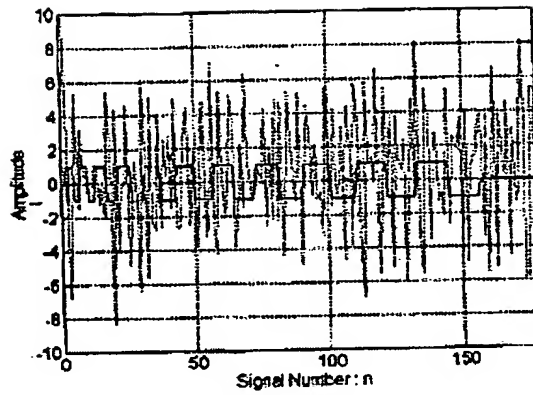
502



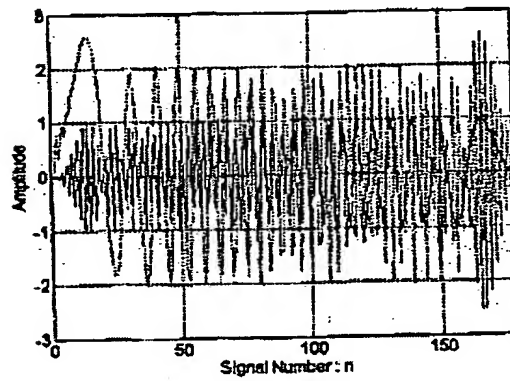
503



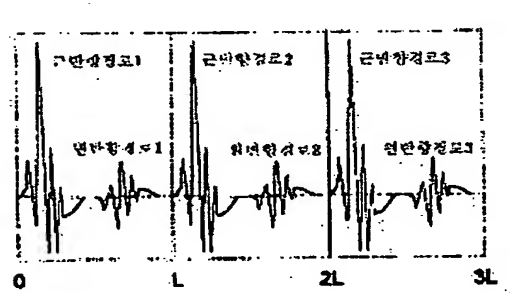
도 14



도 15



도 16



도 7

